

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-145143

(43)Date of publication of application : 29.05.1998

(51)Int.Cl. H03B 7/06
H03B 19/14
H03L 7/24

(21)Application number : 08-296978

(71)Applicant : SHARP CORP

(22)Date of filing : 11.11.1996

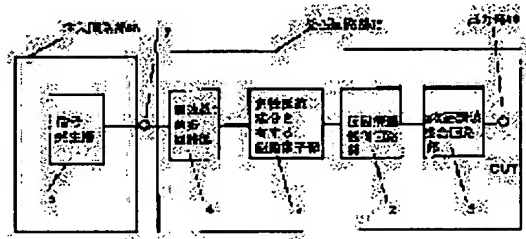
(72)Inventor : SUEMATSU EIJI

(54) MICROWAVE/MILLIMETER WAVE INJECTION TYPE SYNCHRONOUS OSCILLATOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To easily make a millimeter wave into high frequency, to reduce an undesired wave signal and to extend to frequency variable range.

SOLUTION: This oscillator is provided with an active component section 1, consisting of a microwave transistor (TR) having a negative resistive component at a frequency (f), a resonance circuit section 4 at the frequency (f) consisting of a transmission line and a capacitive element, a high-frequency output circuit section 3 that extracts a signal having a high-frequency $n \times f$ (n is an integer) component, with respect to the frequency (f), and an injection circuit section 16 that injects a signal having a frequency component of f/m (m is an integer) to an input terminal 7, provided to one terminal of the transmission line or the capacitive element of the resonance circuit section 4. The injection circuit section 16 uses a crystal oscillator of stable low frequency.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 14.02.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 30.04.2002

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection] 2002-09742

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection] 30.05.2002

BEST AVAILABLE COPY

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平 1 0 - 1 4 5 1 4 3

(43)公開日 平成 1 0 年 (1 9 9 8) 5 月 2 9 日

(51)Int.Cl.⁶

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H03B 7/06

H03B 7/06

19/14

19/14

H03L 7/24

H03L 7/24

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 9 頁)

(21)出願番号 特願平 8 - 2 9 6 9 7 8

(22)出願日 平成 8 年 (1 9 9 6) 1 1 月 1 1 日

(71)出願人 0 0 0 0 0 5 0 4 9

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号

(72)発明者 末松 英治

大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号

シャープ株式会社内

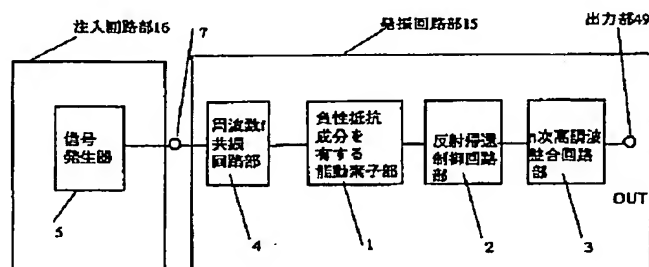
(74)代理人 弁理士 梅田 勝

(54)【発明の名称】 マイクロ波・ミリ波注入型同期発振器

(57)【要約】

【課題】ミリ波への高周波化を容易にし、不要波信号の低減するとともに、周波数の可変範囲の拡大を図る。

【解決手段】周波数 f で負性抵抗成分を有するマイクロ波トランジスタから構成された能動素子部 1 と、伝送線路および容量素子からなる周波数 f の共振回路部 4 と、周波数 f の高周波 $n \times f$ (n : 整数) 成分を有する信号を取り出す高周波出力回路部 3 と、前記共振回路部 4 の伝送線路または容量素子の一端に設けられた入力端子 7 に、 f/m (m : 整数) の周波数成分を有する信号を注入するための注入回路部 16 とを備えてなることを特徴とする。前記注入回路部 16 は、周波数が安定な低周波数の水晶発振器の使用が可能である。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 周波数 f で負性抵抗成分を有するマイクロ波トランジスタから構成された能動素子部と、伝送線路および容量素子からなる周波数 f の共振回路部と、周波数 f の高周波 $n \times f$ (n : 整数) 成分を有する信号を取り出す高周波出力回路部と、前記共振回路部の伝送線路または容量素子の一端に設けられた入力端子に、 f/m (m : 整数) の周波数成分を有する信号を注入するための注入回路部とを備えてなることを特徴とするマイクロ波・ミリ波注入型同期発振器。

【請求項 2】 前記注入回路部は、低周波数の水晶発振器を含んでなることを特徴とする請求項 1 に記載のマイクロ波・ミリ波注入型同期発振器。

【請求項 3】 前記注入回路部が、信号発生器および、周波数 f/m ないし $n f$ の間で増幅度を有する広帯域非線形増幅器からなることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のマイクロ波・ミリ波注入型同期発振器。

【請求項 4】 前記注入回路部が、信号発生器、 h 重倍器 (h : 整数) および周波数 f/m ないし $n f$ の間で増幅度を有する広帯域非線形増幅器からなることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のマイクロ波・ミリ波注入型同期発振器。

【請求項 5】 前記共振回路部の容量素子は、2 個のバラクタダイオードを互いに逆向きに直列接続してなり、バラクタダイオードの接続中点に前記注入回路部からの信号を注入してなることを特徴とする請求項 1、2、3 または 4 に記載のマイクロ波・ミリ波注入型同期発振器。

【請求項 6】 前記共振回路部の容量素子は、マイクロ波トランジスタの 2 端子間で構成され、残りの 1 端子に前記注入回路部からの信号を注入してなることを特徴とする請求項 1、2、3 または 4 に記載のマイクロ波・ミリ波注入型同期発振器。

【請求項 7】 前記共振回路部の容量素子は、コレクタおよびベース端子を共通に、一方のエミッタ端子を伝送線路に接続するとともに、もう一方のエミッタ端子を接地した 2 個のマイクロ波トランジスタよりなり、前記共通のコレクタおよびベース端子に前記注入回路部からの信号を注入してなることを特徴とする請求項 1、2、3 または 4 に記載のマイクロ波・ミリ波注入型同期発振器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、周波数安定性が高くかつ信号純度の高い、小型・軽量の無線通信用マイクロ波・ミリ波信号発生器に関する。

【0002】

【従来の技術】 近年、情報量の増大に伴い、マイクロ波やミリ波のような高周波搬送波を用いて、高速・大容量のアナログ・デジタル情報を無線伝送するパーソナル通信が注目されている。このような通信においては、周

波数安定性が高くかつ位相雑音の低い、小型・軽量のマイクロ波・ミリ波信号発生器が要求されている。従来の注入同期型マイクロ波信号発生器を、図 9 に示す。基本発振周波数 f' で動作するマイクロ波・ミリ波増幅器 50、遅延線路 52 からなる正帰還ループ 51 とコンバイナ/ディバイダ 53、及び、マイクロ波・ミリ波増幅器 55 から構成される。自由発振時の動作は、まず正帰還ループ 51 内にあるランダム雑音が増幅器 50 で増幅され、基本発振周波数 f' の雑音レベルが高くなり、正帰還ループ 51 内を循環する。この過程を繰り返すことにより、正帰還ループの位相回転角が 360 度となる周波数で基本発振周波数 f' の信号と増幅器 50 の非線形性により基本発振周波数 f' の高調波 $n \times f'$ (n : 整数) 成分が成長し、定常状態で基本発振周波数 f' とその周波数 f の高調波 $n \times f'$ の信号が発生する。

【0003】 ここで、入力端子 60 より、 f_0 の周波数 ($f_0 = f/m$ [m : 整数]) を有した周波数安定で位相雑音が低減された信号成分を、マイクロ波・ミリ波増幅器 55 を介して、強制的に注入することにより、自由基本発振周波数 f' の信号を注入信号 f_0 の m 整数倍の f の信号に同期させ、位相雑音の低減と周波数を安定化させることができる。

【0004】 以下にこの作用を説明する。外部から注入された強制信号 f_0 は、前記、マイクロ波・ミリ波増幅器 55 の非線形性により、 $f_0 \times m$ の周波数 f の信号が発生する。この自由基本発振周波数 f' が、注入信号の高調波 $f_0 \times m$ の近傍 ($f' \approx f$) にあれば、自由基本発振周波数 f' の信号は、注入信号の高調波 $f_0 \times m$ (m : 整数) に引き込まれ、このとき高調波信号 $f_0 \times m$ に同期された信号となり、出力部 70 より出力される。これによって基本発振周波数 f' の位相雑音の低減と周波数の安定化を達成することができる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 図 9 に示す方法では、遅延線路 52 とコンバイナ・ディバイダ 53 を含む正帰還ループ 51 の線路長によって位相制御し、基本発振周波数 f' が決まってしまう。周波数 f' が高くなると前記正帰還ループ 51 の線路長が短くなり、基本発振周波数 f' の制御が困難になってしまう。さらに、このような回路の構成では、コンバイナ/ディバイダ 53 の D-C 間の伝送特性から、増幅器 55 を介して入力された注入信号が出力端子 70 に出力され、出力端子 70 から取り出される信号は所望波だけでなく、多くの不要波を含んだ信号となってしまう。さらに、増幅器 50 のバイアス点を変えることにより周波数を僅かに変えることができるものの、基本的には、基本発振周波数 f' を変えることはできない。

【0006】 基本発振周波数 f' を変える方法として、この正帰還ループ 51 の Q 値を小さくすることによって、注入同期時の同期レンジを広くし、周波数を可変す

10

20

30

40

50

ることが可能ではあるが、回路のQ値が小さいと、環境温度等の影響により、基本発振周波数 f' が不安定になり、一旦注入同期しても、同期レンジを越えてしまうと、同期がはずれてしまう。安定した注入同期をとるためには、同期レンジの略中央部付近に限られてくる。このような理由のために、前記のような回路構成では、ミリ波への高周波化、不要波信号の低減、及び周波数可変化が、困難であるという課題点があった。

【 0 0 0 7 】

【課題を解決するための手段】前記課題点を克服するために、本発明は、正帰還ループを構成することなく、基本発振周波数 f' の制御可能な反射型の電圧制御発振器を構成し、共振器を介して、能動素子部へ直接信号注入する直列配置とする。

【 0 0 0 8 】すなわち、請求項 1 に記載の発明は、周波数 f で負性抵抗成分を有するマイクロ波トランジスタから構成された能動素子部と、伝送線路および容量素子からなる周波数 f の共振回路部と、周波数 f の高調波 $n \times f$ (n : 整数) 成分を有する信号を取り出す高調波出力回路部と、前記共振回路部の伝送線路または容量素子の一端に設けられた入力端子に、 f/m (m : 整数) の周波数成分を有する信号を注入するための注入回路部とを備えてなることを特徴とするマイクロ波・ミリ波注入型同期発振器である。

【 0 0 0 9 】請求項 2 に記載の発明は、前記注入回路部は、低周波数の水晶発振器を含んでなることを特徴とする請求項 1 に記載のマイクロ波・ミリ波注入型同期発振器である。

【 0 0 1 0 】請求項 3 に記載の発明は、前記注入回路部が、信号発生器および、周波数 f/m ないし $n f$ の間で増幅度を有する広帯域非線形増幅器からなることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のマイクロ波・ミリ波注入型同期発振器である。

【 0 0 1 1 】請求項 4 に記載の発明は、前記注入回路部が、信号発生器、 h 遅倍器 (h : 整数) および周波数 f/m ないし $n f$ の間で増幅度を有する広帯域非線形増幅器からなることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のマイクロ波・ミリ波注入型同期発振器である。

【 0 0 1 2 】請求項 5 に記載の発明は、前記共振回路部の容量素子は、2 個のバラクタダイオードを互いに逆向きに直列接続してなり、バラクタダイオードの接続中点に前記注入回路部からの信号を注入してなることを特徴とする請求項 1、2、3 または 4 に記載のマイクロ波・ミリ波注入型同期発振器である。

【 0 0 1 3 】請求項 6 に記載の発明は、前記共振回路部の容量素子は、マイクロ波トランジスタの 2 端子間で構成され、残りの 1 端子に前記注入回路部からの信号を注入してなることを特徴とする請求項 1、2、3 または 4 に記載のマイクロ波・ミリ波注入型同期発振器である。

【 0 0 1 4 】請求項 7 に記載の発明は、前記共振回路部

の容量素子は、コレクタおよびベース端子を共通に、一方のエミッタ端子を伝送線路に接続するとともに、もう一方のエミッタ端子を接地した 2 個のマイクロ波トランジスタよりなり、前記共通のコレクタおよびベース端子に前記注入回路部からの信号を注入してなることを特徴とする請求項 1、2、3 または 4 に記載のマイクロ波・ミリ波注入型同期発振器である。

【 0 0 1 5 】

【発明の実施の形態】図 1 は、本発明の注入同期発振器の基本構成図である。本発明の回路は、大きく分けて、発振回路部 15 と、注入信号回路部 16 で構成される。まず、発振回路部 16 において、周波数 f' で負性抵抗成分を有する能動素子部 1 は、周波数 f の反射帰還利得を制御する反射帰還制御回路 2 と高調波 $n \times f'$ (n : 整数) 成分を有した信号を取り出す n 次高調波整合回路 3 に接続され、また、バラクタ容量素子と伝送線路から成る周波数 f' で共振する共振回路 4 に接続される。注入回路部 16 の信号発生器 5 は、 f/m (m : 整数) の周波数成分を有した信号を注入するための信号発生器である。当共振回路 4 の該伝送線路または容量素子の任意の一端に、信号入力端子 7 を設け、該信号入力端子 7 より、 f/m (m : 整数) の周波数成分を有した信号を注入するようにしている。

【 0 0 1 6 】このような構成とすることによって、自由発振時においては、負性抵抗素子のバイアス電圧のみならず、バラクタ素子で自由発振周波数 f' を可変化することが可能になる。一方、このような構成のマイクロ波帯・ミリ波帯の、自由発振信号 (周波数 f') の安定度は、とくにモノシリック化した場合、共振回路 4 のQ値を高くとれないため、周波数安定度は、水晶発振器の安定度と比較すると、著しく低い。

【 0 0 1 7 】ここで、水晶発振器を有した準マイクロ波帯～マイクロ波帯の位相同期発振器等の信号純度の高い信号発生器を、周波数 f/m の信号発生器として用いる。この信号発生器 5 からの周波数 f/m の信号は、信号入力端子 7 を通して共振回路 4 に加えられ、発振回路部 15 の非線形性により、前記注入信号の周波数 f/m の i 次 (i : 整数) 高調波 (f/m) $\times i$ を発生する。これと同時に、この注入信号の高調波 (f/m) $\times i$

に、当該発振器の自由発振周波数 f' もしくはその n 次高調波 $n \times f'$ は、注入信号の高調波 (f/m) $\times i$ の成分に引きこまれ同期してしまう。この同期された高調波信号 $n \times f$ は、 n 次高調波整合回路 3 を介して出力部 49 より出力される。このような構成によって、マイクロ波・ミリ波帯の発振器の周波数安定度を水晶発振器のレベルまで高くすることができ、発振器の位相雑音も低減することが可能となる。

【 0 0 1 8 】加えて、出力信号 $n \times f$ は、基本発振周波数の n 次高調波を用いるため、発振回路部 15 は、ミリ波帯の信号 (例えば、60 GHz) を直接発振する必要

がなく、例えば 4 次高調波を用い、15 GHz の基本発振とすれば、60 GHz の信号を出力させることができる。加えて、発振回路部 15 の非線形によって、注入同期時の同期する周波数レンジは、注入信号周波数 f/m からみたとき、 $m \times n$ 通倍されるため、 $m \times n$ 倍に広げることが可能となる。加えて、本発明では、バラクタ素子によって、自由発振周波数 f' を可変できるため、注入同期による周波数可変性だけでなく、自由発振周波数 f' を、電気的に制御しながら、注入同期も制御できるため、周波数の可変範囲を大幅に広げることが可能となる。

【0019】上記説明では、バラクタ可容量素子を用いて説明したが、固定容量素子を用いても、本構成の注入同期発振器は構成可能であるが、この場合、自由発振周波数を可変する機能は、前記能動素子部 1 のバイアス電圧のみに限定される。

【0020】図 2 は具体例を示す構成図である。図 1 と同一・同義の部分は、同じ記号を用いた。本発明のマイクロ波・ミリ波注入同期発振器は、この発振回路部 15 と、注入信号入力するための、注入信号回路部 16 で構成される。

【0021】発振回路部 15 について説明する。周波数 f' で負性抵抗成分を有する能動素子部 1、周波数 f' の反射帰還利得を制御する回路部 2、高調波出力回路部 3、共振回路部 4 で発振回路部 15 が構成される。周波数 f' で負性抵抗成分を有する能動素子部 1 は、FET、HEMT や HBT 等のマイクロ波トランジスタ 11 と、MIM キャパシタとショートスタブ等で構成された直列帰還素子 12 で構成される。前記能動素子部 1 は、周波数 f' で負性抵抗成分が得られる構成であれば、マイクロ波トランジスタ 11 は、FET、HEMT または HBT のどのデバイスを用いても良く、または、接地法として、FET、HEMT のユニポーラ系トランジスタでは、ソース接地、ゲート接地、ドレイン接地どれを用いても構わない。さらに、HBT のバイポーラ系トランジスタでは、エミッタ接地、ベース接地、コレクタ接地のどれを用いても構わない。本実施例の形態では、HBT のエミッタ接地を例に用いている。また、本実施の形態では、各回路の伝送線路は 50 Ω の特性インピーダンスを用いるが、この 50 Ω に限定されない。また、本実施の形態では、自由発振周波数 f' が略 15 GHz で、4 次 ($n=4$) の高調波の 60 GHz の信号を、50 Ω の負荷回路に出力する場合において説明する。

【0022】周波数 f の反射帰還利得を制御する回路部 2 はトランジスタのバイアス回路を含み T 型の分布定数線路 T1、T2、T3 で構成され、各々分布線路の長さ $t1$ 、 $t2$ 、 $t3$ は発振周波数とトランジスタの性能に大きく依存するが、少なくとも共振回路 4 の線路損失を上回る以上の反射利得を得られるように、マイクロ波トランジスタ 11 の出カインピーダンスを分布定数線路の

長さ $t1$ 、 $t3$ によって制御される。高調波 4 x 15 GHz ($n=4$) 成分を有した信号を取り出す n 次高調波整合回路部 3 は、オープンスタブを含んだ分布定数伝送線路 T2、T4、T5、T6 で構成され、60 GHz で出力負荷 50 Ω に整合されるように各々の伝送線路の長さ $t2$ 、 $t4$ 、 $t5$ 、 $t6$ が調整される。ここでは、バランス型のオープンスタブ T4、T6 を用いたが、T4、T6 のどちらか一方でも構わないし、オープンスタブでなく、ショートスタブ等で構成してもよい。共振回路部 4 は、伝送線路 T7、トランジスタ 11 へのバイアス供給回路 21 及び、DC カット用のキャパシタ 22、及び可変容量素子 23、32 並びに可変容量素子 23、32 へのバイアス回路 24 を含む。また、前記伝送線路 T7 の長さ $t7$ は、前記 DC カットキャパシタの長さを含めて略 1/4 波長の長さで構成されてなる。当該伝送線路 T7 または容量素子 23 の任意の一端に、信号入力端子 7 を設け、該信号入力端子 7 を介して、 f/m

(m : 整数) の周波数成分を有した信号を注入するための注入回路部 16 を接続している。図では、可変容量素子として 2 個 (ツイン) のバラクタダイオード 23、32 を直列に互いに逆向きに配置して用いたが、1 つのバラクタダイオード 23 のみを用いてもよく、また、トランジスタの可変容量機能を用いてもよい。

【0023】次に、注入信号回路部 16 について説明する。当該注入信号回路部 16 は、注入信号発生器 5 で構成される。本実施の形態では、注入信号として、7.5 GHz の信号を用いた。このとき、信号発生器の出カインピーダンスは $Z_s \approx 50 \Omega$ である。本実施例では、7.5 GHz の信号を用いて説明したが、15 GHz / 3 (= 5 GHz) の注入信号として用いて、前記注入回路部 16 の形成も可能であるが、一定の注入信号出力電力を入力した際、 m が増加するに従って、基本発振周波数 f' でみたとき同期する周波数幅は減少し、同期できない m 値が存在し、主にマイクロ波トランジスタ 11 の遮断周波数性能に依存する。

【0024】次に、具体例の動作について説明する。マイクロ波トランジスタ 11 に適当なバイアスを印可することによって、負性抵抗成分により反射利得が生じ、発振が立ち上がり、位相が共振回路 4 内の電気長の $2N\pi$ (N : 整数) の条件を満たした周波数 f' で発振が定常状態となり、自由発振状態となる。この自由発振時には、マイクロ波トランジスタ 11 のバイアス電圧と、バラクタ素子 23、32 の制御電圧で自由発振周波数 f' を可変することが可能になる。一方、このような構成のマイクロ波帯・ミリ波帯の、自由発振信号 (周波数 $f' = 15$ GHz の近傍) の安定度は、とくにモノリシック化した場合、共振回路 4 の Q 値を高くとれないため、周波数安定度は、水晶発振器の安定度比較すると、著しく低い。ここで、水晶発振器を有したマイクロ波帯の位相同期発振器 5 を、周波数 7.5 GHz ($f = 15$

G H z , $m = 2$) の信号発生器として用い、この信号入力端子 7 を介して、共振回路 4 に加えられる。このとき、発振回路部 1 5 の非線形性により、前記注入信号 7 . 5 G H z の 1 , 2 , 3 , 4 , 次高調波を発生する。これと同時に、当該発振回路部 1 5 の自由発振周波数 f' (約 1 5 G H z 付近) とその 1 , 2 , 3 , 4 , 次高調波は、この注入信号の高調波 7 . 5 G H z \times (1 , 2 , 3 , 4 ,) に、引きこまれ同期し、1 5 . 0 G H z \times (1 , 2 , 3 , 4 ,) の周波数となる。この同期された高調波信号は、本実施例の形態 1 では 4 次高調波の整合回路を有した n 次高調波出力整合回路 3 を介して出力部 4 9 より、6 0 . 0 G H z の信号が出力される。

【 0 0 2 5 】このような構成によって、マイクロ波・ミリ波帯の発振器の周波数安定度を水晶発振器のレベルまで高くすることができ、発振器の位相雑音も低減することが可能となった。また、6 0 G H z 帯における周波数可変幅は、注入同期時の同期レンジが、能動素子部 1 の非線形により、 2×4 通倍されるため、8 倍に広げることが可能となる。加えて、可変容量素子 2 3、3 2 により、自由発振周波数を電氣的に制御しながら、注入同期も同時に制御することにより、周波数の可変範囲を大幅に広げることが可能となった。

【 0 0 2 6 】図 3 は、他の具体例を示す構成図である。第 2 の本発明の注入同期発振回路の構成図である。図 2 と同一・同義の部分は、同じ記号を用いた。図 2 に示す具体例と動作原理は同様であり、異なる部分についてのみ説明する。第 1 の具体例では、当該伝送線路 T 7 または (可変) 容量素子 2 3、3 2 の任意の一端に、信号入力端子 7 を設け、該信号入力端子 7 より、 f/m 、 $(m: \text{整数})$ の周波数成分を有した信号を注入するための注入回路部 1 6 を構成したが、本具体例では、 f/m 、 $(m: \text{整数})$ の周波数成分を有した信号を注入するための信号入力 7 は可変容量素子 2 3・3 2 の端子 2 5 に設けられる。具体的には、可変容量素子として 2 個のバラクタダイオード 2 3 と 3 2 を直列に互いに逆向きに配置することによって形成し、2 個のバラクタダイオード 2 3、3 2 の中間点 2 5 に、 f/m ($m: \text{整数}$) の周波数成分を有した信号を注入する構成とする。このような構成を採用することによって、バラクタダイオード 2 3、3 2 の電圧印可時の注入同期特性を安定化することができる。つまり、バラクタダイオード 2 3、3 2 の電圧印可時においては、注入信号入力点 2 5 においては、D C 電圧は互いに相殺されてしまうために、バラクタ電圧を変化させて、自由発振周波数を可変しても、注入信号にダイオード電圧のオフセット電圧が影響されることがなく、発振波の振幅が変動することなくかつ安定した注入同期の動作が可能となる。

【 0 0 2 7 】図 4 は本発明の他の基本構成図を示すもの

である。図 1 と同一・同義の部分は、同じ記号を用いた。本実施例は、以上に説明したように発振回路部 1 5 は同種であり、注入回路部 1 6 についてのみ説明する。前記発振回路部 1 5 の、注入信号入力端子 7 に、周波数 $f/m \sim n f$ の間で増幅度を有する広帯域非線形増幅器 8 が接続される。さらに、前記増幅器 8 の入力側には、信号発生器 5 が接続され、入力端子 1 0 より $f/(k m)$ ($k: \text{整数}$) の周波数を有した信号を注入することにより、非線形増幅され、 $f/(k m)$ 、 $2 f/(k m)$ 、 $3 f/(k m)$ 、 $4 f/(k m)$ 、 $5 f/(k m)$ の信号成分を発生し、増幅器 8 の周波数特性により、とくに、 $f/m \sim n f$ 周波数成分が卓越した信号となり、信号入力端子 7 から発振回路部 1 5 へ入力される。 $f/m \sim n f$ の周波数成分のいずれかの信号成分に発振回路部 1 5 は同期する。なお、同期は、 $f/m \sim n f$ の周波数成分の入力信号パワーレベルと発振回路部 1 5 の非線形性に依存する。また、前記発振回路部 1 5 は、非線形作用により、自由発振周波数の整数分の 1 周波数 (サブハーモニック) \sim 整数倍 (ハーモニック) の信号に同期できる能力を有している。同期以後の動作は、図 1 の場合と同様である。このように、広帯域増幅器 8 を設けることによって、注入同期させるための信号周波数を、図 1 の場合に比較してさらに、低くすることができ、U H F 帯等のディジタル無線通信で用いられている水晶発振素子を用いた位相同期発振器を注入信号源として利用することが可能となる。

【 0 0 2 8 】具体例で説明する。例えば、本実施例の入力部 7 において、周波数 7 . 5 G H z \sim 3 0 G H z で増幅度を有する広帯域非線形増幅器 8 が設けられ、入力端子 1 0 には、 $f/12 = 1 . 2 5$ G H z の周波数を有した信号発生器 5 が接続されている。増幅器 8 に、1 . 2 5 G H z の周波数を有した信号を注入することにより非線形増幅され、周波数 7 . 5 G H z、8 . 7 5 G H z、1 0 G H z、1 1 . 2 5 G H z、1 2 . 5 H z、1 3 . 7 5 G H z、1 5 . 0 G H z 3 0 G H z の周波数成分が卓越した信号が、入力端子 7 から入力される。該発振回路部 1 5 は、7 . 5 G H z ($k = 6$)、1 5 G H z ($k = 12$)、3 0 G H z ($k = 24$) の周波数成分のいずれかの信号成分に同期することとなる。このように、本実施例では例えば 1 . 2 5 G H z 等のような低周波数の水晶発振器を有した位相同期発振器の使用が可能となる。

【 0 0 2 9 】さらに、発振回路部 1 5 から注入回路部 1 6 方向について、前記増幅器 8 を用いることによって、発振回路部 1 5 と注入回路部 1 6 の高周波での電氣的アイソレーションが確保できるために回路の安定動作が可能となる。さらに、増幅器 8 の非線形増幅によって、増幅器 8 から生ずる不要波成分は、注入同期の動作過程を経ることによって、抑圧されてしまい、出力部 4 9 には、殆ど出力されることないという利点もあり有用であ

る。

【 0 0 3 0 】周波数可変幅に関して、能動素子部 1 の非線形と増幅器の非線形性によって、注入同期時の同期レンジは、注入信号周波数から n 次高調波の発振周波数をみたとき、 $k \times m \times n$ 連倍するため、 $k \times m \times n$ 倍に上げることが可能となる。加えて、可変容量素子により、自由発振周波数を電氣的に制御しながら、注入同期も同時に制御することにより、周波数の可変範囲を大幅に上げることが可能となる。ここでは、広帯域増幅器の非線形性と増幅度を利用したが、連倍器の非線形性と変換利得を用いても、同様な効果が得られる。加えて、図 2、図 3 で説明したように可変容量素子 2 2、3 2 により、自由発振周波数を電氣的に制御しながら、注入同期も同時に制御することにより、周波数の可変範囲を大幅に上げることが可能となる。

【 0 0 3 1 】例えば、該発振回路部 1 5 の非線形と広帯域増幅器 8 の非線形性の特性によって、注入同期時の同期レンジは、注入信号の周波数 1 . 2 5 G H z から 6 0 G H z の信号をみたとき、4 8 ($k = 6$, $m = 2$, $n = 4$ または $k = 1 2$, $m = 1$, $n = 4$ または $k = 2 4$, $n = 2$) 連倍されるため、4 8 倍に上げることが可能となる。

【 0 0 3 2 】図 5 は本発明のさらに他の基本構成図を示すものである。図 1 と同一・同義の部分は、同じ記号を用いた。異なる部分についてのみ説明する。

【 0 0 3 3 】前記発振回路部 1 5 の、入力端子 7 に、周波数 $f / m \sim n f$ の間で増幅度を有する広帯域増幅器 8 が接続される。さらに、前記増幅器 8 の入力側には h (: 整数) 連倍器 9 が接続され、連倍器 9 の入力端子 1 0 には、 $f / (h m k)$ (h : 整数) の周波数を発生する信号発生器 5 が接続される。前記入力端子 1 0 に、 $f / (h m k)$ (h : 整数) の周波数成分を発生する信号を注入することにより、 h 連倍器 9 で h 連倍され、さらに広帯域増幅回路 8 により非線形増幅され、とくに $f / m \sim n f$ 周波数成分が卓越した信号となり、信号入力端子部 7 から入力される。 $f / m \sim n f$ の周波数成分のいずれかの信号成分に発振回路部 1 5 は同期する ($f / m \sim n f$ の周波数成分の入力信号パワーレベルと発振回路の非線形性に依存する。図 4 の実施例と同様である)。同期以後の動作は、図 1 の場合と同様である。

【 0 0 3 4 】このような回路構成は、 h 連倍器 8 を用いることによって h 連倍波が卓越した信号が得られ、 h 連倍波以外の信号スペクトラムを抑圧できる。一方、増幅器 8 の非線形増幅作用によって、増幅器 8 から生ずる不要波成分は、注入同期の動作過程を経ることによって、抑圧されてしまい、出力部 4 9 には、殆ど出力されない。加えて、前記増幅器 8 は通常トランジスタ回路により構成されており、また連倍器 8 が特にトランジスタ回路により構成される場合は、これらトランジスタ回路からなる増幅器または / および連倍器によって、高周波で

の発振回路部 1 5 から注入回路部 1 6 方向について、発振回路部 1 5 と注入回路部 1 6 の電氣的アイソレーションが確保できるため、回路の安定動作が可能となる。このような構成によって発振回路部 1 5 部の出力部 4 9 からは、基本波 $f \times n$ ($= 6 0 G H z$) の信号が出力される。

【 0 0 3 5 】このように、 h 連倍器 9 と非線形増幅器 8 を設けることによって、注入同期させるための信号周波数を、図 1 の場合に比較してさらに、低くすることができ、U H F、V H F 帯等のディジタル無線通信で用いられている、高い安定性と低い位相雑音特性を有した位相同期発振器や、ダイレクトディジタルシンセサイザを利用することが可能となる。

【 0 0 3 6 】周波数可変幅に関しても、能動素子部 1 の非線形と増幅器 8 の非線形性及び連倍器 9 の特性によって、注入同期時の同期する周波数レンジは、注入信号周波数から n 次高調波の発振周波数をみたとき、 $h \times k \times m \times n$ 連倍されるため、 $h \times k \times m \times n$ 倍に上げることが可能となる。加えて、可変容量素子により、自由発振周波数を電氣的に制御しながら、注入同期も同時に制御することにより、周波数の可変範囲を大幅に上げることが可能となる。

【 0 0 3 7 】具体例で説明する。発振回路部 1 5 の入力端子部 7 には、周波数 1 5 G H z \sim 3 0 G H z の間で増幅度を有する広帯域増幅器 8 が接続される。さらに、前記増幅器 8 の入力側には 4 連倍器 9 が接続され、連倍器 9 の入力端子には、 $f / 4 8 = 3 1 2 . 5 M H z$ の周波数を有した信号発生器 5 が接続される。該 3 1 2 . 5 M H z の周波数成分を発生する信号を注入することにより、4 連倍器 9 で 4 連倍され、さらにその 4 倍波が非線形増幅され、周波数 7 . 5 G H z、8 . 7 5 G H z、1 0 G H z、1 1 . 2 5 G H z、1 2 . 5 H z、1 3 . 7 5 G H z、1 5 . 0 G H z、...、3 0 G H z の周波数成分が卓越した信号が、入力端子部 7 から入力される。発振回路部 1 5 は、7 . 5 G H z ($h = 4$, $k = 6$)、1 5 G H z ($h = 4$, $k = 1 2$)、3 0 G H z ($h = 4$, $k = 2 4$) の周波数成分のいずれかの信号成分に同期する。

【 0 0 3 8 】このように本例においては、4 連倍器 9 の入力端子 1 0 に、3 1 2 . 5 G H z の周波数を有したダイレクトディジタルシンセサイザ等の高速周波数切り替え可能な信号発生器 5 等が接続可能である。周波数可変幅に関して、発振回路部 1 5 の非線形と増幅器 8 の非線形性及び連倍器 9 の特性によって、注入同期時の同期する周波数レンジは、注入信号の周波数からみたとき、1 9 2 ($h = 4$, $k = 6$, $m = 2$, $n = 4$ または $h = 4$, $k = 1 2$, $m = 1$, $n = 4$ または $h = 4$, $k = 2 4$, $n = 2$) 連倍されるため、1 9 2 倍に上げることが可能となった。加えて、可変容量素子により、自由発振周波数を電氣的に制御しながら、注入同期も同時に制御するこ

とにより、周波数の可変範囲を大幅に広げることが可能となった。

【0039】図6は共振回路部4の他の構成例を示す図である。図2、図3と同一・同義の部分は、同じ記号を用いた。図2、図3と異なるところは、本実施例では、マイクロ波トランジスタ33の3端子素子を用い、これを可変容量として用いる点にある。3端子素子を用いることによって、コレクタ端子Cを、共振回路側のDCカットの容量22に接続し、エミッタEが接地され、ベース端子Bを注入信号端子とすることができる。本トランジスタ33の等価回路モデルを図7に示す。図7に明らかのように、バラクタダイオードD1、D2による、図2と同様の直列で逆向きのツインダイオード型となる。

【0040】本実施例の他の形態では、ベース端子Bを、共振回路側のDCカットの容量22に接続され、エミッタEが接地され、コレクタ端子Cを注入信号端子としても、自由発振周波数の可変周波数特性が得られ、かつ、注入同期特性を得ることが可能である。さらに、他の接続方法としては、エミッタ端子Eを、共振回路側のDCカットの容量22に接続され、ベース端子Bが接地され、コレクタ端子Cを注入信号端子としても、自由発振周波数の可変周波数特性が得られ、かつ、注入同期特性を得ることが可能である。

【0041】図8は共振回路部4のさらに他の構成例を示す図である。図2、図3、図6と同一・同義の部分は、同じ記号を用いた。図6の例では、可変容量素子として、1個のトランジスタ33を用いて構成したが、本実施例の例では、2個のトランジスタ33、34を用いて、可変容量素子を構成する。つまり、2個のトランジスタ33、34に関して、一方のトランジスタ33のエミッタ端子Eが共振回路側のDCカットの容量22に接続され、他方のトランジスタ34のエミッタ端子Eが接地され、両方のトランジスタ33、34のベース端子B、B同士及びコレクタ端子C、C同士が一点28で接続され、これらのベース端子28、前記トランジスタのバイアス回路24が接続されるとともに、注入信号回路部6が接続される。

【0042】このような構成とすることによって、図6の実施例の形態でトランジスタ1個を用いた場合でも、図7に示すようなツインダイオードの構成にはなり得るが、トランジスタ25のベース・コレクタダイオードD1の性能とベースエミッタダイオードD2の性能は異なっているために、互いに逆向きに配置されていても、印可されたダイオード電圧特性を互いに相殺することが難しく、注入信号にダイオード電圧のオフセット電圧が影響されてしまう。

【0043】図8の実施例では、同等のダイオード特性を有したベース・エミッタダイオードD2を直列に互いに逆向きに構成することによって、等価的に図2と同様の態を実現できるような構成とした。本実施例の形態で

は、ベース・コレクタ端子B、Cをベース端子に接続し、同一電位としたが、本実施例の他の形態では、コレクタ端子C、Cは各々開放されていてもよい。このような構成でも、自由発振周波数の可変周波数特性が得られ、かつ、注入同期特性を得ることが可能である。さらに、本実施例の他の形態では、コレクタ端子Cは各々抵抗素子が接続されていてもかまわない。このような構成でも、自由発振周波数の可変周波数特性が得られ、かつ、注入同期特性を得ることが可能である。さらに、本実施例の他の形態では、コレクタ端子Cは各々直接接地されていてもかまわない。このような構成でも、自由発振周波数の可変周波数特性が得られ、かつ、注入同期特性を得ることが可能である。

【0044】

【発明の効果】以上より明らかなように、本発明のマイクロ波・ミリ波注入同期発振器によれば、出力信号は、基本発振周波数のn次高調波を用いるため、注入信号として、UHF帯等のデジタル無線通信で用いられている、高い安定性と低い位相雑音特性を有した位相同期発振器を用いているため、小型で低コストの、ミリ波帯注入同期発振器が可能となる。例えば、ミリ波帯の信号を直接発振する必要がなく、例えば4次高調波を使うとすれば、15GHzの基本発振すれば、60GHzの信号を出力させることができる。加えて、注入同期時の同期レンジは、発振回路部の非線形性、及び、増幅器や、遅倍器の非線形性を利用することにより、同期する周波数レンジを広げることが可能であり、加えて、可変容量素子により、自由発振周波数を電氣的に制御しながら、注入同期も同時に制御することにより、周波数の可変範囲を大幅に広げることが可能となる。また、広帯域増幅器や遅倍器の非線形作用によって、生ずる不要波成分は、注入同期の動作過程を経ることによって、抑圧されてしまい、出力部には、殆ど出力されることないため、これらの信号成分取り除くフィルタが不要になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の基本構成例を示す図である。

【図2】図1の具体的回路構成例を示す図である。

【図3】共振回路部の回路構成例を示す図である。

【図4】本発明の他の基本構成例を示す図である。

【図5】本発明のさらに他の基本構成例を示す図である。

【図6】共振回路部の他の回路構成例を示す図である。

【図7】トランジスタをバラクタとして使用したときの等価回路図である。

【図8】共振回路部のさらに他の回路構成例を示す図である。

【図9】従来のマイクロ波注入同期発振回路の構成例を示す図である。

【符号の説明】

1 負性抵抗を有する能動素子部

13

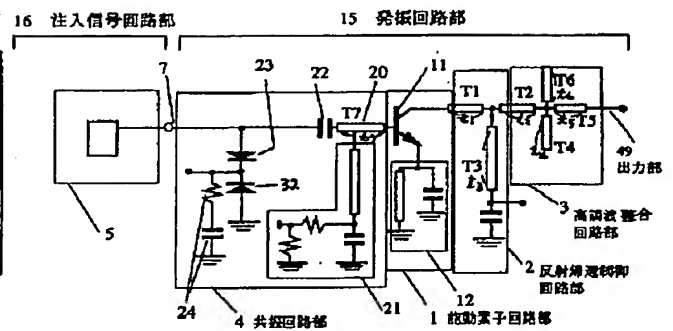
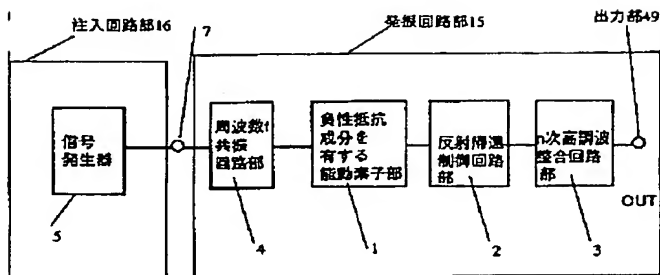
14

- 2 反射帰還制御回路
- 3 高調波整合回路（高調波出力回路）
- 4 共振回路部
- 5 信号発生器部
- 7 入力端子
- 8 広帯域非線形増幅器
- 9 逆倍器

- 1 1 マイクロ波トランジスタ
- 2 3 バラクタダイオード
- 3 2 バラクタダイオード
- 3 3 マイクロ波トランジスタ
- 3 4 マイクロ波トランジスタ
- 4 9 出力部

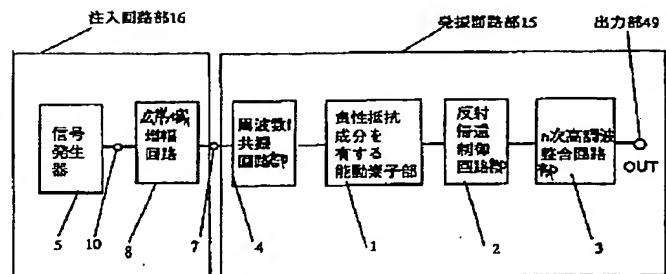
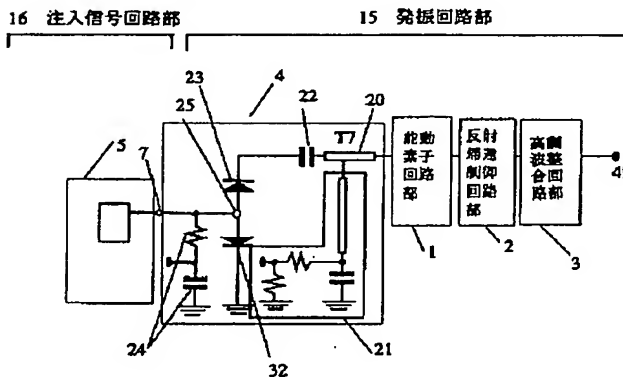
【 図 1 】

【 図 2 】



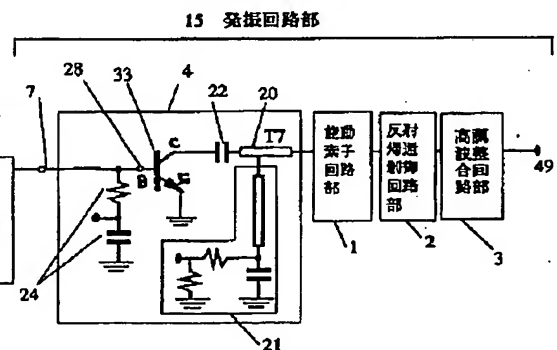
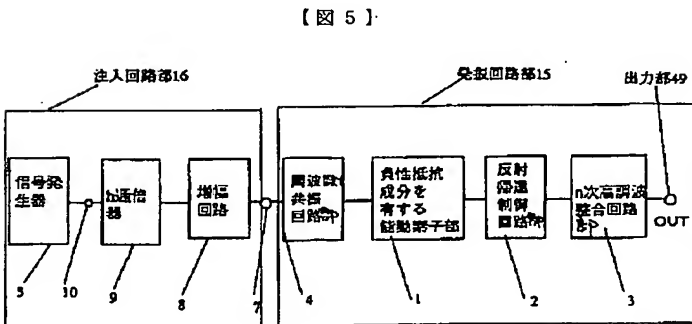
【 図 3 】

【 図 4 】

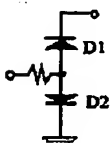


【 図 6 】

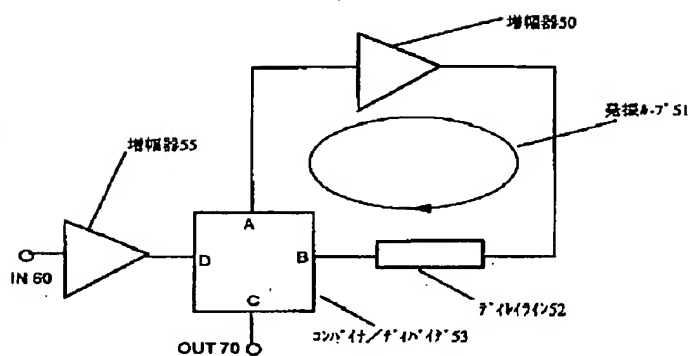
【 図 5 】



【 図 7 】



【 図 9 】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.